

DOCUMENT 1/1
DOCUMENT NUMBER
@: unavailable

1. JP.53-002020.A(1978)

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 53-002020

(43)Date of publication of application : 10.01.1978

(51)Int. Cl. H04B 1/10

(21)Application number : 51-076190 (71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 28.06.1976 (72)Inventor : SATO TERUO
WAKU TOSHIHIKO
TAKAHASHI
TOSHIO

(54) RECEIVER

(57)Abstract:

PURPOSE: The same broadcast waves are frequency-converted and synthesized which are 180 degrees out-of-phase with an adjacent-channel broadcast wave to obtain only the broadcast wave to be tuned, thereby removing adjacentchannel disturbance.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's
decision of rejection]

[Kind of final disposal of application
other than the examiner's decision
of rejection or application converted
registration]

[Date of final disposal for
application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against
examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against
examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

SEARCH

MENU SEARCH

HELP

⑨日本国特許庁

⑩特許出願公開

公開特許公報

昭53—2020

⑪Int. Cl.
H 04 B 1/10

識別記号

⑫日本分類
96(7) C 23⑬片内整理番号
6942—53

⑭公開 昭和53年(1978)1月10日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 5 頁)

⑮受信機

東京都大田区北千束1—39—9

⑯特 願 昭51—76190

⑰発 明 者 高橋敏夫

⑱出 願 昭51(1976)6月28日

鎌倉市大船1882

⑲発 明 者 佐藤輝雄

⑳出 願 人 ソニー株式会社

大和市福田1556—28

東京都品川区北品川6丁目7番
35号

同 和久俊彦

㉑代 理 人 弁理士 伊藤貞

明 細 書

発明の名称 受信機

特許請求の範囲

受信すべき第1の放送波を中心としてこれに隣接した第2及び第3の放送波を含む複合信号より上記第1の放送波を受信するに際し、上記第1の放送波のキャリア周波数が第1の周波数となる如く、上記複合信号を周波数変換すると共に、上記第1の周波数を中心としてその両側帯域に上記複合信号が分布する如く、上記キャリア周波数が第2及び第3の周波数となるように上記複合信号を周波数変換し、その変換周波数は上記第1の周波数に対し局間周波数の2倍だけ相対的にずれるように選定され、これら周波数変換された複合信号を合成することにより上記第1の放送波のみを得るようにしたことを特徴とする受信機。

発明の詳細な説明

例えば、AM放送にあつて受信チャンネルに対して隣接チャンネルが存在する場合には、第1図で示すような周波数スペクトラム関係となる。すな

わち、受信すべき放送波（これを第1の放送波と云う） S_B の両側に第2及び第3の放送波 S_A 、 S_C が存在する場合には、夫々の側波帯成分の占有帯域 ΔY （ $\Delta Y=7.5\text{kHz}$ ）があるため、図示のように側波帯成分が重なり、従つて隣接チャンネルが大電力局であるときには、いわゆる隣接チャンネル妨害が生ずる。

本発明はこのような隣接チャンネル妨害を確実に除去しうるようにした受信機を提案するものである。以下図面を参照して本発明による受信機について詳細に説明するも、本明ではAM受信機に適用した場合である。

第2図に於いて、(1)は高周波増幅器、(2)は中間周波増幅器、(3)は例えば振盪器よりなる同期検波器で、端子(4)にAM検波出力が得られるようになっている。

本発明に於いては、受信すべき第1の放送波 S_B を中心としてこれに隣接した第2及び第3の放送波 S_A 、 S_C を含む複合信号 S_0 より第1の放送波 S_B を受信するに際し、第1の放送波 S_B のキャリ

キ周波数 f_b が第 1 の周波数例えば中間周波数 f_i となる如く、複合信号 S_0 を周波数変換すると共に、第 1 の周波数 f_i を中心としてその両側帯域に複合信号 S_0 が分布する如く、キャリア周波数 f_b が第 2 及び第 3 の周波数 f_a 、 f_c となるように複合信号を周波数変換し、その変換周波数は第 1 の周波数 f_i に対し局間周波数 df の 2 倍だけ相対的にずれるように選定される。そして、これら周波数変換された複合信号 S_{0M} 、 S_{0L} 、 S_{0H} は合成されるも、結果的にそのうち第 1 の放送波だけが受信できるように変換複合信号 S_{0M} 、 S_{0L} 、 S_{0H} の位相が選定される。

それらがため、本発明においてはこれら変換複合信号を得るため、第 1 から第 3 までの周波数変換器 (10M)、(10L) 及び (10H) が設けられる。第 3 図を参照しながら、順を追ってその構成を説明するも、第 1 の周波数変換器 (10M) は第 3 図 A で示すように第 1 の変換複合信号 S_{0M} を得るために設けられる。

この変換器 (10M) は 1 個の混合器で構成され、

に対応する。

本発明においては、このように第 1 の変換複合信号 S_{0M} を形成すると同様に、第 2 及び第 3 の周波数変換器 (10L)、(10H) を設けて、第 2 及び第 3 の変換複合信号 S_{0L} 、 S_{0H} を形成するが、この場合、これら 3 者の関係は第 3 図で示す如く第 1 の放送波 S_B におけるキャリアの角周波数 ω_b が $2d\omega$ だけずれるように周波数変換されるものである。第 2 の周波数変換器 (10L) から説明しよう。

第 2 の周波数変換器 (10L) は第 1 及び第 2 の混合器 (11A)、(11B) で構成され、第 1 の混合器 (11A) には以下述べるような周波数関係になされた信号が供給される。すなわち、本発明においては中間周波数 f_b の 2 倍の周波数を発振する第 1 の発振器 12 と、局間周波数 f_w の 2 倍の周波数を発振する第 2 の発振器 13 が夫々設けられ、第 1 の発振出力は局部発振出力 S_L と共に混合器 14 に供給され、差の周波数 f_1 、つまり差の角周波数 ω_1 を形成したのち、第 2 の発振器 13 で得た角周波数が $2d\omega$ になされた第 2 の発振出力と共に第 1 の混合器

受信すべき第 1 の放送波 S_B と共に、局部発振器 (5) で得た出力 S_L が供給される。この場合、確率チャネルの存在で高周波増幅器 (11) の出力としては単一の放送波ではなく、第 1 の放送波 S_B を始めとして第 2 及び第 3 の放送波 S_A 、 S_C を含んだ、すなわち複合信号 S_0 であるが、図面には便宜的に第 1 の放送波 S_B のみ示す。このような信号を変換器 (10M) に供給して、受信すべき第 1 の放送波 S_B におけるキャリア周波数 f_b を第 1 の周波数に変換すれば、この変換複合信号 S_{0M} は第 3 図 A で示す如く、複合信号 S_0 全体が周波数変換されたことになる。五例では、第 1 の周波数は中間周波数 f_b に選ばれる。故に、第 1 の変換複合信号 S_{0M} は第 1 の中間周波信号となる。

なお、この第 3 図は夫々の放送波におけるキャリアのみ示してある。そして、横軸は便宜的に角周波数 ω で示す。故に、 $\omega_a \sim \omega_c$ は第 1 ～ 第 3 の放送波 $S_A \sim S_C$ におけるキャリアの角周波数、 ω_i は中間周波数 f_i に関する角周波数となる。そして、 $d\omega$ は局間周波数 f_w (10kHz) の角周波数

(11A) に供給される。

混合して得た角周波数のうち差の角周波数を ω_2 とすれば、この周波数成分のみ第 2 の混合器 (11B) に供給する。第 2 の混合器 (11B) には第 1 の放送波 S_B を含む複合信号 S_0 が供給されているので、周波数混合した成分のうち和の角周波数 ω_3 が第 2 の変換複合信号 S_{0L} として使用されるもので、角周波数 $\omega_1 \sim \omega_3$ は夫々以下のようになる。

$$\omega_1 = 2\omega_i - \omega_b \quad \dots\dots (1)$$

$$\omega_2 = \omega_1 - 2d\omega = 2\omega_i - \omega_b - 2d\omega \quad \dots (2)$$

$$\omega_3 = \omega_2 + \omega_b = \omega_i - 2d\omega \quad \dots\dots (3)$$

(3) 式より明らかなように、第 2 の変換複合信号 S_{0L} にあつて、第 1 の放送波 S_B の変換後における角周波数は $(\omega_i - 2d\omega)$ となり、第 1 及び第 2 の変換複合信号 S_{0M} 、 S_{0L} の周波数間隔は $2d\omega$ となる。

なお、この第 2 の変換複合信号 S_{0L} は低域側に第 3 の放送波 S_C が、その高域側に第 2 の放送波 S_A があるように周波数変換されるものである。

第 3 の周波数変換器 (10H) では、第 1 の放送波

S_0 の変換後における角周波数が $(\omega_i + 2d\omega)$ となるような周波数変換が行なわれるものであるが、これは第2の変換複合信号 S_{0L} を得るのと同じ手順でできるから、第3の周波数変換器 (10H) は第2の周波数変換器 (10L) と同様に構成できる。従つてその説明は省略する。故に、(15A)、(15B) は第1及び第2の混合器を示す。使用する角周波数の關係は次に示す通りである。

$$\omega_4 = \omega_1 + 2d\omega = 2\omega_i - \omega_j + 2d\omega \quad \dots\dots (4)$$

$$\omega_5 = \omega_4 + \omega_b = \omega_1 + 2d\omega \quad \dots\dots (5)$$

従つて、第3図Cで示すように、低域側に第3の放送波 S_C が変換され、高域側に第2の放送波 S_A が周波数変換された第3の変換複合信号 S_{0H} が得られることになる。

ここで、変換された第1から第3までの変換複合信号の周波数成分について次に考察する。今、第1から第3までの放送波 $S_A \sim S_C$ を次のように表わす。

$$S_A(t) = a \{ 1 + f_a(t) \} \sin \omega_a t \quad \dots\dots (6)$$

$$S_B(t) = b \{ 1 + f_b(t) \} \sin \omega_b t \quad \dots\dots (7)$$

ここで

$$A = a \{ 1 + f_a(t) \}$$

$$B = b \{ 1 + f_b(t) \}$$

$$C = c \{ 1 + f_c(t) \} \text{ である。又}$$

θ_L : 第1及び第2の変換複合信号 S_{0M} 、 S_{0L} における第1の放送波 S_{AT} のキャリア相互間の位相差

θ_H : 第1及び第3の変換複合信号 S_{0M} 、 S_{0H} における第3の放送波 S_{CT} のキャリア相互間の位相差

従つて、今 $\theta_L = \theta_H = 0$ とした場合、 S_{0M} に対し S_{0L} 及び S_{0H} を逆相で加えれば、第1の変換複合信号 S_{0M} における第2及び第3の変換放送波 S_{AT} 、 S_{CT} は相殺されるから、結局第3図Dの如く希望する第1の放送波 S_A のみ受信されたことになる。故に、合成回路10の出力 $S_0' (= S_A)$ を中間周波増幅器(2)を介して同期検波器(3)に供給すれば、周波チャネル妨害が全くない第1の放送波 S_A を

$$S_0(t) = a \{ 1 + f_a(t) \} \sin \omega_c t \quad \dots\dots (8)$$

$a \sim c$: 振幅

$f_a(t) \sim f_c(t)$: 変調(情報)信号

従つて、高周波増幅器(1)の出力たる複合信号 S_0 は、第1から第3までの放送波の合成出力であるから、すなわち、

$$S_0(t) = a \{ 1 + f_a(t) \} \sin \omega_a t + b \{ 1 + f_b(t) \} \sin \omega_b t + c \{ 1 + f_c(t) \} \sin \omega_c t \quad \dots\dots (9)$$

であるから、第1から第3までの変換複合信号 $S_{0M} \sim S_{0H}$ は次のようになる。但し、必要な周波数成分以外は省略してある。

$$S_{0M}(t) = A \cos(\omega_i + d\omega)t + B \cos(\omega_j + d\omega)t + C \cos(\omega_i - d\omega)t \quad \dots\dots 10$$

$$S_{0L}(t) = A \cos[(\omega_i - 3d\omega)t + \theta_L] + B \cos[(\omega_i - 2d\omega)t + \theta_L] + C \cos[(\omega_i - d\omega)t + \theta_L] \quad \dots\dots 11$$

$$S_{0H}(t) = A \cos[(\omega_i + d\omega)t + \theta_H] + B \cos[(\omega_i + 2d\omega)t + \theta_H] + C \cos[(\omega_i + 3d\omega)t + \theta_H] \quad \dots\dots 12$$

A 相検波できることになる。

ところで、隣接チャネルの妨害を除去すべく、この周波チャネルの放送波 S_A 、 S_C を除去するに、合成回路10に供給される夫々の放送波 S_A 、 S_C におけるキャリア相互間の位相差 θ_L 、 θ_H が零でなければならない。そのため、本発明ではその制御回路が設けられる。位相差 θ_L 、 θ_H を夫々零にするための制御回路 (20L)、(20H) は同一構成を採るので、本例では一方の制御回路 (20L) の構成及び動作について説明することにする。

制御回路 (20L) はバンドパスフィルタ (21L) を有し、これに第1の変換複合信号 S_{0M} を供給して、この場合には角周波数が $(\omega_i - d\omega)$ なるキャリア、すなわち第1の変換放送波 S_{AT} のキャリアのみを抽出したのち、第2の変換複合信号 S_{0L} を90°移相したものと共に、例えば掛算器で構成された位相比較器 (23L) に供給して両変換信号 S_{0L} 、 S_{AT} のキャリア同士を位相比較する。その比較出力をローパスフィルタ (特に図示せず) に供給して得た直流出力を、発振器13と第1の周波数変換

器(10L)との信号伝送路上に設けられた位相調整回路(24L)にその制御信号として供給する。

このような制御ループを構成すれば、 $\theta_L = 0$ となるまで局間周波数 f_w の位相が制御され続けるので、位相差 θ_L を零にすることができる。なお、(22L)は 90° の移相回路を示す。

ところで、この位相調整回路(24L)での位相調整は従来と同様に例えば、一方の信号の零クロス点(0° 、 180° 、あるいは 90° 、 $270^\circ \dots$)に他方の信号の零クロス点が一致するように、すなわちその位相差 θ_L が零となるように補正されるものであるが、その補正範囲は最大 $\pm 90^\circ$ である。従つて、両信号の位相が逆相で、両者の零クロス点が一致していない場合には、 $\theta_L = 0$ となるように位相制御されるも、これ以上の制御動作、すなわち一方の信号の位相を反転させる制御動作は行なわれない。それがため、上述した制御回路(20L)には位相反転制御系も併せて設けられる。

位相反転制御系は反転回路(25L)を有し、これは位相調整回路(24L)の後段に設けられる。反転

制御信号は変換信号 S_{OL} 、 S_{AT} のキャリア同士の位相を比較器(本例では差算器よりなる)(26L)にて比較して得た出力のうち直流分のみが利用される。

この例では、反転制御信号が正の場合はキャリア位相が逆相になっていることを示すものであるから、この場合のみ反転回路(25L)を制御すればよい。

従つて、この制御回路(20L)にて位相及び極性の制御を行なえば、夫々のキャリアの位相を完全に一致させることができるため、合成回路部からは第2の放送波 S_A は得られない。

他方の制御回路(20H)に設けられたバンドパスフィルタ(21H)は第3の変換信号 S_{OT} のキャリア(その角周波数は $\omega_i + 4\omega$)が得られるようにその定数が選定されるは言うまでもなく、又、この制御回路(20H)でキャリアの位相及び極性を合わせると、第3の放送波 S_O も相殺され、従つて、合成回路部は選局した第1の放送波 S_A だけが得られることになる。

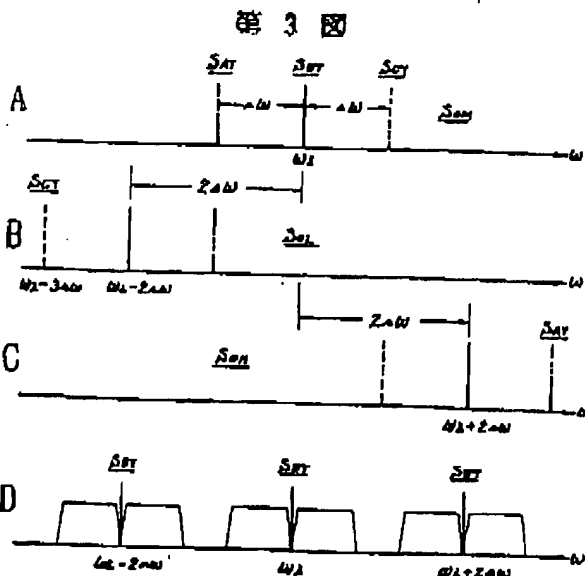
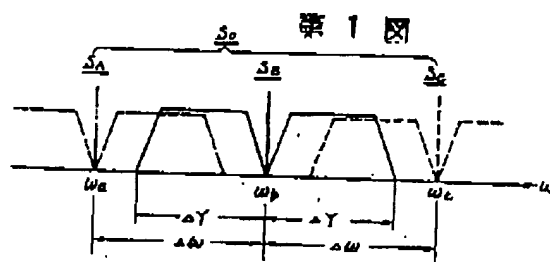
以上説明したように本発明では隣接チャンネルの放送波に対し逆相となる同一の放送波を周波数変換して得ると共に、これらを合成して選局せんとする放送波のみを得るようにしたものであるから、隣接チャンネル妨害を除去でき、そのため、隣接チャンネルに大電力局があつても混信を起すことなく希望局の受信が可能となる特徴を有するものである。

なお、上述した実施例はAM受信機の場合であるが、FM受信機にも適用できるは勿論である。

図面の簡単な説明

第1図は本発明の説明に供する波形図、第2図は本発明によるAM受信機の一例を示す各部の系統図、第3図はその動作説明に供する波形図である。

(2)は中間周波増幅器、(3)は同期検波器、(22)、(23)は差算器、(10M)、(10L)及び(10H)は第1～第3の周波数変換器、(20H)及び(20L)は制御回路、(24H)及び(24L)は位相調整回路、 $S_A \sim S_O$ は放送波、 f_w は局間周波数、 θ は合成位である。



[illegible]

第 2 圖

